



JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number: 07046217

(43)Date of publication of application: 14.02.1995

(51)Int.Cl.

H04J 11/00
H04L 27/38

(21)Application number: 05184251

(22)Date of filing: 28.07.1993

(71)Applicant:

SONY CORP

(72)Inventor:

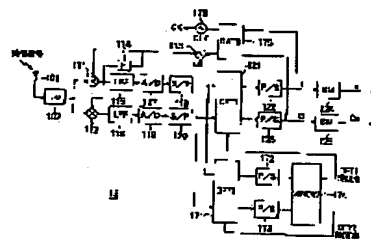
IKEDA YASUNARI

(54) DIGITAL DEMODULATOR

(57)Abstract:

PURPOSE: To provide the digital modulator and demodulator for orthogonal frequency modulation in which an accurate phase of a DFT time window signal is obtained.

CONSTITUTION: A discrete Fourier transformation circuit 121 applies discrete Fourier transformation to a received orthogonal frequency multiplex signal to demodulate the signal. A discrete Fourier transformation circuit 171 is used to exclusively generate a time window signal and has the similar function to that of the discrete Fourier transformation circuit 121. A time window signal generating circuit 174 generates a time window signal DFT 1 to the discrete Fourier transformation circuit 121 and a time window signal DFT 2 to the discrete Fourier transformation circuit 171 based on the transformation result of the discrete Fourier transformation circuit 171. The time window signal generating circuit 174 always obtains the optimum phase of the time window signal by changing the phase of the time window signal DFT1 to match the phase to that of the time window signal DFT2 when the phase of the time window signal DFT1 is deviated from the proper phase to keep the phase of the signal without giving an undesired phase change to the time window signal DFT1.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

鎖に対応付けることにより、送信間から伝送されてきた情報は各搬送波信号ごとに情報（ディジタル信号）に復調される。直交周波数多重方式において、各搬送波信号を2つの位相状態で規定したいわゆるBPSKで変調し、情報と位相の位相ずれ、多くの位相おおよび振幅を定義し、多値化して伝送することも可能である。この搬送波信号と2つの多値化した情報の伝送は、各搬送波信号の振幅が位相を規定することによってその搬送波を得ることにより行われる。この波を得るための処理動作はいわゆるフーリエ変換である。従って、直交周波数多重方式においては、離散的フーリエ変換回路を用いて直交周波数多重信号を得ることができる。逆に、このように離散的フーリエ変換により得られた直交周波数多重信号は、受信側で離散的フーリエ変換することにより復調可能である。

【0008】以下、図12を参照して、直交周波数多重方式により変調された信号を、復調する従来の直交周波数多重復調装置85の構成および動作を説明する。図12は、従来の直交周波数多重復調装置85の構成を示す図である。直交周波数多重復調装置85は、受信アンテナ8511は、チューナ(Tu)852、乗算回路853、854、周波数変換器855、90°移相回路856、ローパスフィルタ857、858、A/D変換回路861、862、シリアル/パラレル変換回路859、860、離散フーリエ変換回路(DFT)863、パラレル/シリアル変換回路864、865、バッファメモリ866、867、搬送波信号発生回路868、およびクロック再生回路(BTR)869から構成される。

【0009】また、図1-2において、RF入力信号850は、直交周波数変調器の送信信号であり、Iチャネル信号871およびQチャネル信号872は、直交周波数多重化復調装置85として直交周波数多重化復調器850を制御した結果として得られるディジタル形式の信号である。このこと、RF入力信号850は、図1-3に示すような同期シンボルが信号中に挿入されている。図1-3は、直交周波数多重化信号の信号フォーマットを示す図である。図1-3に示すように、同期シンボルは直交周波数多重化信号のフレームの特定の位置、例えば、このフォーマットの挿入される無符号のシンボルであり、このフォーマットのプレーム同期をとるため、あるいは、直交周波数多重化信号の処理のために使用されるクロック信号の生成に使用され、例えば、周知の方式であれば、IチャネルとQチャネル、例えば、図1-2の構成要素の入力となる。

を \$Q\$ チャネル信号の同期シンボルに対応する部分に固定値とすることにより容易に行うことが可能である。

[0010] 以下、直交変調波数多重変調方式 85 の動作を説明する。同期シンボルが挿入された RFF 信号入力 850 は受信アンテナ 851 で検出され、チューナ 852 に入力される。チューナ 852 では RFF 入力信号 850

を周波数変換して中間周波数の信号とし、増幅して乗算回路853、854に入力する。乗算回路853、854により、それぞれ周波数変換器855の出力信号、および、周波数変換器855の出力信号が90°移相回路856により90°移相した信号が入力されおり、これらの信号とチューナ852の出力信号とを乗算し、チューナ852から出力される中間周波数帯の信号を基底帯域信号に変換する。これらの基底帯域信号は、ローパスフィルタ857、858により、それぞれ不要の高周波成分が除去され、A/D変換回路859、860に入力される。

【0011】 不要な高周波成分が除去された基帯帯域成分は、それぞれA/D変換回路859、860によりデジタル化され、それぞれシリアル/パラレル変換回路861、862により並列（パラレル）形式の信号に変換され、離散的フーリエ変換回路863に入力される。デジタル形式の信号に変換されたこれらの信号は、離散的フーリエ変換回路863によりクロック再生回路864から入力されるDFT時間窓信号に基づいて切り取られ、この切り取られた部分に基づいて離散的フーリエ変換（DFT）の処理が行われ、さらにパラレル/シリアル変換回路864、865により直列（シリアル）形式の信号に変換され、バッファメモリ866、867、および、クロック再生回路869に入力される。クロック再生回路869は、入力される信号に基づいて離散的フーリエ変換回路863等における処理のタイミングを規定するクロック信号CKを生成するとしてもよく、クロック再生回路869へのDFT時間窓信号を生成する。

【0012】シリアル形式の信号に変換されたこれらの信号は、バッファメモリ866、867により、変調時に付加されたガードインターバルを除くとして受け、デジタル形式の1チャネル信号87およびチャネル信号872として出力される。局端装置855は、パラレル/シリアル変換回路864、865によるDF変換後の信号に基づいて、搬送波周波数868の、再生されたコストスループによる調製を受けて搬送波信号を生成する。

【0013】ところで、受信側で受信した直交周波数多重信号を正しく復調するには、搬送波信号およびシンボルクロックを正しく再生することと、DFT処理に使用される受信側DFT時間窓も正しく再生することが必要である。従って、受信側でDFT時間窓を正しく再生可能とするためには、送信側で直交周波数多重信号のフレームの先頭に無符号の同期信号シンボルを設け送信し、受信側ではこの同期信号シンボルを検出してPとして同様の同期をとると、シンボルクロックを再生し、また、DFT時間窓の同期をとることができる。

【0014】以下、図13および図14を参照して従来の直交周波数多重信号のフレーム構成、および、クロッ

ク再生回路 8 6 9 の構成と動作を説明する。図 1 3 に示すように、直交周波数多重信号のフレーム構成において、同期シンボルは図 1 シンボルに前置される。図 1 4 は、図 1 2 に示したクック再生回路 8 6 9 の構成を示す図である。図 1 4 において、同期シンボル検出回路 8 7 5、8 7 6 の出力信号から図 1 3 に示す同期シンボルを検出する。同期シンボル検出回路 8 8 0 は、2 乗乗回回路 8 8 1、8 8 2、乗割比較回路 8 8 3、8 8 4、参照乗回回路 8 8 5、AND 回路 8 8 6、および、パルス整形回路 8 8 7 から構成される。PLL 回路 8 8 9 は、同期シンボル検出回路 8 8 0 から出力される同期シンボル検出信号に基づいてクロック信号 (CK) および DFT 時間窓信号を生成する。PLL 回路 8 9 0 は、乗割比較器 8 9 1、ローパスフィルタ 8 9 2、電圧制御発振器回路 8 9 3、分周回路 8 9 4、および、分周回路 8 9 5 から構成される。

【0015】図1に示した直交周波数多重変調装置8は、5のローパスフィルタ857、858の出力信号は、それぞれ同期シンボル検出回路880の2乗回路881、882に入力される。2乗回路881、882においてローパスフィルタ857、859の出力信号の帯域幅広化の2乗倍が算出され、帯域比較器883、884に入力される。帯域比較器883、884において、それぞれ2乗倍は参照帯域幅885から出力される参照値と比較され、2乗倍が変換値よりも低い場合に論理値1が出力される。つまり、同期シンボルの期間ではローパスフィルタ857、858の出力信号は無符号(0V)となるので、帯域比較器883、884の両方から論理値1のAND回路886で論理値がとられ、パルスキャンセル回路887に入力される。従って、同期シンボルが同期シンボル検出回路880に入力される場合にのみAND回路886の出力信号が論理値1となる。しかし、図1に示した第1シンボルから第(N-1)シンボルまでのデータ期間においてもAND回路886の出力値が論理値1となる場合があり得る。同期シンボルの期間以外でAND回路886の出力信号が論理値1となると発生する。パルスキャンセル回路887は、例えばローパスフィルタと波形整形回路を組合わせた回路等により構成される。

【0016】PLL回路890においては、同期シンボル検出回路880から入力される同期シンボル抽出信号は、位相比較回路891に入力され、N分周回路895から出力される信号と位相が比較される。位相比較回路(4)891から出力される検出信号はローパスフィルタ(LPF)892でフィルタリングされ、電圧制御発

振動路（VCO）89.9を制御する。電圧制御発振回路は、ローパスフィルタ89.2の出力信号電圧に対して応答する周波数C Kはクロック信号C Kを生ずるこのクロック信号C Kはクロック信号C Kにより1/Nの周波数に分割され、D F T時間間隔とすてられて離散的フーリエ変換回路86.3に入力され、さらにN分周回路89.5により1/Nの周波数に分割されて位相比較回路89.1に入力される。ここで用いた直交変調数は多重化されたシグナルと一致し、このフレーム構成が変更された場合にはそれに従って変更される。

 $[0017]$

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上述した従来の交差周波多重信号を伝送回路の形式で伝送した場合には、その伝送路において、例えばマッパパス妨害を受けるいは、そのような雑音等の外乱の影響を受けることがあり得る。このような雑音の外乱の生じる伝送路には、同期シンボルに、受信するシンボルの成分が割れ込んできく、あるいは、雑音が同期シンボル期間に混入してしまいうために、受信側において、受信信号に含まれる同期シンボルを正確に検出することが困難であるとい、上述の問題点がある。また、情報伝送の効率の観点からは、同期シンボルは、同期シンボル期間には変動的な情報を伝送することができないために、極力少なくすることが望ましいという要請がある。しかし逆に、受信側の雑音の動作タイミングを規定するP_Lと同期の安定性の観点からは同期シンボルの期間を少なくすることは、P_Lと同期の問題をとるたという問題がある。という問題がある。

【8100】

てなされたものであり、外乱の多い伝送路を特だ車交用波多重信号を受信して正確なDFT時間窓信号の位置相の同期を得ることができるとするディジタル複調装置を提言する。また、伝送効率の向上およびクロック信号の同期動作の安定という矛盾する要請を同時に満たすことを目的とする。また、伝送効率の向上およびクロック信号の同期動作の安定という矛盾する要請を同時に満たすことを目的とする。また、伝送効率の向上およびクロック信号の同期動作の安定という矛盾する要請を同時に満たすことを目的とする。

【0010】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために本発明の本発明のデジタル振覆装置は、所定の周波数多重信号に本発明の基幅をとりとして送出される直交変調被多重信号を受信して復調する装置であって、復調手段、および、時間窓信号生成手段とを有し、前記復調手段は、前記時間窓信号生成手段からの時間窓信号により規定される該

直交副波数多重信号号の所定の部分を復調し、前記時間窓を生成手段は、該直交副波数域に変換し、該副波数領域への変換の留域から周波数成分に対応する、該副波数域成分に於いて、前記所定の周波数成分に対応する係数に於いて該時間窓信号号の位相を制御する。また、好適には、前記時間窓信号号生成手段は、フーリエ変換を

行うことを特徴とする。また好適には、随時時間窓信号生成手段は、随所定の周波数成分に対応する係数に基づいて随所定の周波数成分の強度を算出し、該強度が最小に、または、所定の範囲内になるように随時時間窓信号の位相の変更し、随時時間窓信号生成手段が変換を行う直交周波数多重信号の所定の部分と規定することを特徴とする。また好適には、前記随時時間窓信号生成手段は、随所定の周波数成分の強度を、随所定の周波数成分に対応する係数の絶対値の累加算値、または、2乗値の累加算値に基づいて算出することを特徴とする。また好適には、前記随時時間窓信号生成手段は、随所定の周波数成分の強度を算出する前記制御手段を有することを特徴とする。本発明のデジタル通信システムは、上述のうちのいずれかのデジタル制御装置により制御する。

[0020]

【作用】送信側において、所定の周波数成分の振幅を0とした直交周波数多重信号を生成して伝送する。受信側では、この所定の周波数成分の振幅を0とした直交周波数多重信号を受信し、離散フーリエ変換して復調し、この復調結果の得られる係数の内の所定の周波数成分に、対応する係数に基づいて随所定の周波数成分の強度を算出し、この強度が所定の範囲内に納まるように離散フーリエ変換の時間窓信号の位相を制御する。上述のように制御することにより、直交周波数多重信号の同期シンボルを不変として伝送効率を向上させるとともに、好適な時間窓信号の位相を得ることにより、伝送路上で受け

$$f_n(t) = S_r(t - nT) \sum_{n=0}^{N-1} a_{nn} \exp(n\omega_0 t + \phi_{nn} + \Delta\phi_{nn}) \quad \dots (1)$$

ただし、

$$S_r = \begin{cases} 1, & |t| \leq T/2 \text{ の場合} \\ 0, & |t| > T/2 \text{ の場合} \end{cases}$$

$$T' = T + T_s$$

$$\omega_0 = 2\pi/T$$

Tは、フーリエ変換の時間窓の幅であり、

T_sは、ガードインターバル、

a_{nn}は、第mシンボルの第n番目の搬送波信号の振幅、

φ_{nn}は、第mシンボルの第n番目の搬送波信号の位相である。

[0024] 式1において、Δφ_{nn}は、後述するガード

インターバルによるシンボルの位相回転を補正する項で

あり、次式で表される。

$$\phi_{nn} = 2\pi mnT_s/T \quad \dots (2)$$

[0026] 式1、および、式2より、直交周波数多重

信号は次式で定式化される。

る妨害の影響を排除する。
[0021] さらに、直交周波数多重信号を復調するた
めの第1の離散フーリエ変換手段の他に、随所定の周
波数成分の強度を算出するために使用する第2の離散フ
ーリエ変換手段を設け、第2の離散フーリエ変換手
段により、直交周波数多重信号の復調に最適な位相の時
間窓信号を生成して第1の離散フーリエ変換手段に供
給することにより、直交周波数多重信号の復調を行うため
の離散フーリエ変換処理を常に最適な状態にすること
が可能であり、復調結果に対する伝送路上の妨害の影響
をさらに小さくする。

[0022]

【実施例】実施例の説明に先立ち、直交周波数多重 (O
FDM) 信号を数式を用いて説明する。直交周波数多重
信号は、一般の64QAM等の多値変調が単一の搬送波
信号を振幅変調および位相変調して所定の帯域内で情報
の伝送を行うのに対し、複数の搬送波信号をそれぞれ、
単一の搬送波信号を使用し変調方式に比べて低い情報
速度 (ビットレート) で変調して所定の帯域内で情報の
伝送を行う変調方式である。直交周波数多重信号の搬送
波信号数がNであって、各搬送波信号についてQAM変
調した場合、直交周波数多重信号のm番目のシンボル f
_n(t)は、次式で表される。

[0023]

[数1]

$$\begin{aligned} f(t) &= \sum_{m=-\infty}^{+\infty} f_m(t) \\ &= \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=0}^{N-1} a_{nn} \exp(j(n\omega_0 t + \phi_{nn} + \Delta\phi_{nn})) \cdot S_r(t - mT') \quad \dots (3) \end{aligned}$$

[0028] 以下、直交周波数多重信号の電力スペクト
ラムを定式化する。式1で表された第m番目のシンボル
の時間幅T'の第m番目のシンボル f_m(t)のフーリ
エ積分は次式のように表される。
[0029]

$$F_m(\omega) = \int_{(m-1/2)T'}^{(m+1/2)T'} f_m(t) e^{-j\omega t} dt$$

$$= T' \sum_{n=0}^{N-1} a_{nn} \frac{\sin T'(n\omega_0 - \omega)/2}{T(n\omega_0 - \omega)/2}$$

$$\cdot \exp(j(n\omega_0 - \omega) mT' + \phi_{nn} + \Delta\phi_{nn})$$

... (4)

[0030] 式4より、この区間におけるエネルギー

ベクトラムは、次式で表される通りとなる。
[数5]

$$|F_m(\omega)|^2 = F_m(\omega) F_m^*(\omega)$$

$$= T'^2 \left[\sum_{n=0}^{N-1} a_{nn} \cdot \left\{ \frac{\sin T'(n\omega_0 - \omega)/2}{T(n\omega_0 - \omega)/2} \right\}^2 \right]$$

$$+ \sum_{\substack{n=0 \\ k \neq m}}^{N-1} \sum_{\substack{k \neq m}}^{N-1} a_{nn} a_{kk} \frac{\sin T'(n\omega_0 - \omega)/2 \cdot \sin T'(k\omega_0 - \omega)/2}{T(n\omega_0 - \omega)/2 \cdot T(k\omega_0 - \omega)/2}$$

$$\cdot \exp(j(n-k)\omega_0 mT') \quad \dots (5)$$

[0032] 式5第2項において、

[0033]

$$\sum_{n \neq m} \sum_{k \neq m} a_{nn} \exp(j(n\omega_0 - \omega) mT') \cdot a_{kk} \exp(-j(k\omega_0 - \omega) mT') \quad \dots (6)$$

[0034] は、第m番目と第k番目の搬送波信号の位

相の相関関数であり、情報に相関がないことを仮定す

ると、式6は0となる。従って、式3は次式のように変

[数7]

$$|F(\omega)|^2 = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=0}^{N-1} a^*_{mn} \left\{ \frac{\sin T(n\omega_0 - \omega)/2}{T(n\omega_0 - \omega)/2} \right\}^2$$

$$= \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=0}^{N-1} \left[\frac{\sin \frac{T+T_n}{2} \left(\frac{2n\pi}{T} - \omega \right)}{\frac{T+T_n}{2} \left(\frac{2mn}{T} - \omega \right)} \right]^2 \quad \dots (7)$$

[0036] 受信側においては、受信した直交多重周波信号をフーリエ変換して復調を行う。この際、時間窓により直交周波多重信号を切り出してからフーリエ変換を行う。この時間窓のタイミミングと復調出力との関係を説明する。以下説明の簡略化のために、上記各式

$$f_0(t) = S_T(t) \sum_{n=0}^{N-1} a_{nn} \exp(j(n\omega_0 t + \phi_{nn})) \quad \dots (8)$$

[0038] まず、ガードインターバルがない ($T = T'$) 場合を説明する。時間窓が τ_0 だけずれた場合、積分期間 $[-T/2, T/2]$ には、 $m=0, -1$ の2つのシンボルが存在する。このフーリエ積分 F_{0n} を求めて次式を得る。

$$F_{0n}(\omega) = \int_{-T/2}^{T/2} [f_0(t - \tau_0) + f_{-1}(t - \tau_0)] \cdot \exp(-j\omega t) dt \quad \dots (9)$$

[0040] ここで、式9の第2項は時間窓がずれたために復調のシンボルから漏れた周波成分である。

[0041] 式9から2N点の離散フーリエ変換 (DFT) に対する係数 F_{0n} を求めると次式のようになる。

$$F_{0n} = (1 - \tau_0/T) \exp(-j2\pi\tau_0/T)$$

$$\cdot [a_{nn} \exp(j\phi_{nn}) + \sum_{k \neq n} \frac{\sin(n-k)(1-\tau_0/T)}{(n-k)(1-\tau_0/T)} \pi \exp j$$

$$(\phi_{0n} - (n-k)\pi\tau_0/T) + \frac{\tau_0}{T - \tau_0} \sum_{n=0}^{N-1} a_{-1n} \frac{\sin(n\omega_0 - \omega)\tau_0/2}{(n\omega_0 - \omega)\tau_0/2}$$

$$\cdot \exp j(\phi_{-1n} - (n\omega_0 - \omega)(T + \tau_0)/2)] \quad \dots (10)$$

[0043] 式9の () 内の第1項は信号成分、第2項は他の搬送波信号からの漏れ成分、第3項は隣接シンボルからの漏れ成分を表す。また係数は、全体の振幅および位相の変化を表す。

[0044] 以上より、k番目の搬送波信号における信

号電力 S_k に対する漏れ成分による妨害電力 I_1 の比は、次式で表される。

$$S_k/I_1 = 1 / \left\{ \sum_{n \neq k} \left\{ \frac{\sin(n-k)(1-\tau_0/T)\pi}{(n-k)(1-\tau_0/T)\pi} \right\}^2 + \left(\frac{\tau_0}{T - \tau_0} \right)^2 \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \frac{\sin(n-k)\pi\tau_0/T}{(n-k)\pi\tau_0/T} \right\}^2 \right\} \quad \dots (11)$$

[0046] 以下、ガードインターバルがある場合を説明する。まず、時間窓のずれ τ_0 が小さく、積分期間が同一シンボル内 ($\tau_0 \leq T_0/2$) である場合のフーリエ積分 F_{0n} を求めて次式を得る。

$$F_{0n}(\omega) = \int_{-T/2}^{T/2} f_0(t - \tau_0) \exp(-j\omega t) dt$$

$$= T \sum_{n=0}^{N-1} a_{nn} \frac{\sin(n\omega_0 - \omega) T/2}{(n\omega_0 - \omega) T/2} \exp(j(\phi_{0n} - n\omega_0 \tau_0)) \quad \dots (12)$$

[0048] 式12から、L点DFFTに対する係数 F_{0n} を求めて次式を得る。

$$F_{0n} = a_{nn} \exp(j(\phi_{0n} - k\omega_0 \tau_0)) \quad \dots (13)$$

[0050] 式13には信号成分しか存在しない。従って、式13より信号移相は搬送波信号によって回転していることがわかる。

[0051] 次に、時間窓のずれ τ_0 が大きく、積分期間が隣接シンボルにかかる場合を説明する。この場合、ガードインターバルがない場合のモデルとなるので、フーリエ積分、DFT、および、信号電力対妨害電力比 S_k/I_1 はそれぞれ式9~式11と同一となる。

$$F_{\phi}''(\omega) = \int_{-T/2}^{T/2} f_{\phi}(t - \tau_0) \exp(-j\omega t) dt$$

$$= (T - \tau_0) \exp(-j\omega \tau_0/2)$$

$$\sum_{n=0}^{N-1} a_{0n} \frac{\sin(n\omega_0 - \omega)(T - \tau_0)/2}{(n\omega_0 - \omega)(T - \tau_0)/2} \exp(j(\phi_n - n\omega_0 \tau_0/2)) \quad \dots(14)$$

【0054】式14は、式8の第1項のみとなる。この理由は、時間窓のずれ τ_0 が無信号期間の積分となるために0となり、ガードインターバルがない場合に生じる隣接シンボルからの信号成分の漏洩がなくなるためである。

【0056】
【数15】

$$F_{0k}''(\omega) = (1 - \tau_0/T) \exp(-j2\pi k \tau_0/T) [a_{0k} \exp(j\phi_{0k})$$

$$+ \sum_{n \neq k} a_{0n} \frac{\sin(n - k)(1 - \tau_0/T) \pi}{(n - k)(1 - \tau_0/T) \pi}$$

$$\cdot \exp[j(\phi_{0n} - (n - k) \pi \tau_0/T)] \quad \dots(15)$$

【0057】式15の()内の第1項は信号成分であり、第2項は他の搬送波信号からの漏洩信号成分を表している。信号電力対妨害電力比 S_k/I_k は、次式の通

$$S_k/I_k = 1/\sum_{n \neq k} \left[\frac{\sin(n - k)(1 - \tau_0/T) \pi}{(n - k)(1 - \tau_0/T) \pi} \right]^2 \quad \dots(16)$$

【0059】以下、マルチパス妨害等により発生するゴーストの影響を説明する。ゴースト $a_{\phi}(t)$ として、

【0060】
【数17】

$$g_{\phi}(t) = a_{\phi} f_{\phi}(t - \tau_0) \exp(j\theta_{\phi}) \quad \dots(17)$$

【0061】式17において、 $\exp(j\theta_{\phi})$ を仮定したものは、1抽およびQ抽の漏洩、すなわち直交ゴーストをも考慮したためである。また、主信号 F_{0k} は次式で

$$F_{0k} = a_{0k} \exp(j\phi_{0k}) \quad \dots(18)$$

【0063】ガードインターバルとして無信号を割り当てた場合、ゴースト成分のDFT係数 G_{0k} は式15を参照して次式で表される。

【0064】
【数19】

$$G_{0k} = a_{0k} (1 - \tau_0/T) \exp(j(\theta_{0k} - 2\pi k \tau_0/T)) \\ (a_{0k} \exp(j\phi_{0k}) + \sum_{n \neq k} a_{0n} \frac{\sin(n - k)(1 - \tau_0/T) \pi}{(n - k)(1 - \tau_0/T) \pi} \\ \exp(j(\phi_{0n} - (n - k) \pi \tau_0/T))) \quad \dots(19)$$

【0065】従って、主信号にゴーストが加わった受信信号のDFT係数 H_{0k} は次式で表される。

$$H_{0k} = F_{0k} + G_{0k}$$

$$= \{1 + 2a_{0k}(1 - \tau_0/T) \cos(\theta_{0k} - 2\pi k \tau_0/T) \\ + a_{0k}^2(1 - \tau_0/T)^2\}^{1/2} \exp(j\theta_{0k}) a_{0k} \exp(j\phi_{0k}) \\ + a_{0k}(1 - \tau_0/T) \exp(j(\theta_{0k} - \pi k \tau_0/T)) \\ \sum_{n \neq k} \frac{\sin(\theta_{0n} - 2\pi k \tau_0/T) \pi}{(n - k)(1 - \tau_0/T) \pi} \exp(j(\phi_{0n} - n\pi \tau_0/T)) \quad \dots(20)$$

【0067】式20において、第1項は信号成分であり、第2項は他の搬送波信号からの漏洩信号成分である。従って、この場合の信号電力対妨害電力比 S_k/I_k は次式の通りとなる。

【0068】
【数21】

$$S_k/I_k = \{1 + 2a_{0k}(1 - \tau_0/T) \cos(\theta_{0k} - 2\pi k \tau_0/T) \\ + a_{0k}^2(1 - \tau_0/T)^2\} / \\ (a_{0k}^2(1 - \tau_0/T)^2 \sum_{n \neq k} \frac{\sin(n - k)(1 - \tau_0/T) \pi}{(n - k)(1 - \tau_0/T) \pi})^2 \quad \dots(21)$$

【0069】式21より、信号電力対妨害電力比 S_k/I_k は次式の通りとなる。

【0070】
【数22】

$$(S_k/I_k)_{max} = \left(\frac{1 + a_{0k}(1 - \tau_0/T)}{a_{0k}(1 - \tau_0/T)} \right)^2 / \\ \sum_{n \neq k} \left(\frac{\sin(n - k)(1 - \tau_0/T) \pi}{(n - k)(1 - \tau_0/T) \pi} \right)^2 \quad \dots(22)$$

【0071】
【数23】

$$(S_k/I_k)_{n1} = \left\{ \frac{1 - \alpha_0(1 - \tau_0/T)}{\alpha_0(1 - \tau_0/T)} \right\}^2 / \sum_{m \neq k} \left\{ \frac{\sin((n-k)(1 - \tau_0/T))}{(n-k)(1 - \tau_0/T)} \right\}^2 \pi \dots (23)$$

【0072】式20〜式23は、時間窓が主信号に一致していると仮定して計算したものであり、時間窓がずれている場合はさらに信号電力増強比 S_k/I_k は変化する。

【0073】以下、本発明の第1の実施例を説明する。まず、図1を参照して直交周波数多重方式を説明する。図1は、直交周波数多重方式での各搬送信号による情報伝達を説明する図である。図1において、 $\#k$ (k は整数)に示す信号は、それぞれ時間区間(シンボル区間) T_s において、周波数 f_k/k の搬送波信号波形を示し、(a)、(b)はそれぞれ伝送すべき情報の例1、0の場合の搬送波信号波形を示す。

【0074】所定のある時間区間 T をシンボル時間とする。図1の $\#1 \sim \#n$ には、それぞれ周波数 $f_1 \sim f_n$ の搬送波信号 $\#1 \sim \#n$ の集合が示してある。このような搬送波信号 $\#1 \sim \#n$ が順番に並んでいて、 T の間の各搬送波信号の振幅及び位相を伝送すべき情報と規定すると、シンボルの波形を伝送すべき情報(デジタル信号)で規定することができる。例えば図1(a)に示す各搬送波信号波形と、(b)に示す搬送波信号波形を定義する。受信側が図1(a)に示す搬送波信号の振幅値1に対応付け、図1(b)に示す搬送波信号の振幅値0に対応付けると、各搬送波信号ごとに情報(デジタル信号)を伝送することができる。

【0075】図1に示した例においては、各搬送波信号を2つの位相状態で規定したいわゆるBPSK変調

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \exp(j2\pi kn/N) \dots (24)$$

ただし、 $X(k)$ はIDFT回路への入力データ、 $x(n)$ はIDFT回路の出力データである。

【0078】この際、離散的逆フーリエ変換回路303は、予め直交周波数多重搬送波装置2との間で取り決められた所定の周波数成分に対する離散的逆フーリエ変換(IDFT)係数が0になるようにIDFTを行う。

【0079】パラレル/シリアル変換回路(P/S)304、305は、離散的逆フーリエ変換回路303の出力信号(係数)をパラレル形式の信号に変換し、バッファメモリ306、307に入力する。バッファメモリ(BM)306、307は、パラレル/シリアル変換回

10、311の出力信号を乗算し、乗算回路316に入力する。局部発振器314は、搬送波信号を生成して、乗算回路312および90°移相回路315に入力する。90°移相回路(H)315は、局部発振器316から入力される搬送波信号を90°移相し、乗算回路313に入力する。バンドパスフィルタ(BPF)317は、乗算回路316の出力信号を所定の帯域幅に制限し、乗算回路318に入力する。RFPコンパレータ318は、バンドパスフィルタ317の出力信号を送信波に比較し、送信アンテナ319から送信信号として送出する。

【0080】以下、直交周波数多重搬送波装置3の動作を説明する。1チャネル信号およびQチャネル信号は、それぞれシリアル/パラレル変換回路301、302に入力される。なお、1チャネル信号およびQチャネル信号には、後述の離散的フーリエ変換(IDFT)処理に必要となる時間窓信号の生成および同期のために使用される同期信号が付加されている。シリアル/パラレル変換回路301、302は、1チャネル信号およびQチャネル信号802をシリアル/パラレル変換してこれらの並列データ生成し、離散的逆フーリエ変換回路303に入力する。離散的逆フーリエ変換回路303は、並列形式の1チャネル信号およびQチャネル信号を離散的逆フーリエ変換(IDFT)して時間区間の信号に変換する。ここで、離散的逆フーリエ変換回路305においては、上述した所定の周波数成分が0になるように計算が行われる。つまり、離散的逆フーリエ変換結果の内、所定の搬送波信号に対応する係数を固定値、例えば0として、処理の結果得られる直交周波数多重搬送波信号の搬送波信号の振幅値0とし、あるは、直交周波数多重搬送波信号の搬送波信号の振幅値0となるように1チャネル信号およびQチャネル信号を生成して直交周波数多重搬送波装置3に入力する。

【0081】離散的逆フーリエ変換回路303において得られた2つの並列形式の時間区間の信号はそれぞれ、パラレル/シリアル変換回路304、305で時間的により初期の信号に変換され、さらにバッファメモリ306、307に上述のガードインパルが付加され、D/A変換回路308、309に入力される。ガードインパルが付加されたこれらの信号は、D/A変換回路308、309によりアナログ形式の信号に変換され、ローパスフィルタ310、311に入力される。アナログ形式の信号に変換されたこれらの信号は、ローパスフィルタ310、311によりフィルタリングされて再び搬送波信号を生成して直交周波数多重搬送波装置3に入力する。

【0082】再び搬送波信号が除去されたこれらの信号は、乗算回路312、313により、それぞれ局部発振器314から出力される搬送波信号、および、この搬送波信号が90°移相回路315により90°移相され

た搬送波信号と乗算される。乗算回路312、313により変調されたそれぞれの搬送波信号は乗算回路316より加算され、合成される。加算回路316により合成された信号は、バンドパスフィルタ317により所定の帯域幅に制限され、RFPコンパレータ318に入力される。加算回路316により帯域制限された信号は、RFPコンパレータ318により所定の周波数に周波数変換され、送信アンテナ319より送信信号として出力される。

【0083】以下本発明の第2の実施例を説明する。本発明のデジタル復調装置は、直交周波数多重信号として無線伝送される、例えばデジタル映像信号を受信し、復調する装置である。図3は、本発明の直交周波数多重復調装置2の構成を示す図である。直交周波数多重復調装置2は、2種類の搬送波信号および2種類の周波数信号(1チャネル信号およびQチャネル信号)を用いた直交周波数多重方式の信号を復調する。直交周波数多重復調装置2において、受信アンテナ101は、例えば従来の技術として示した直交周波数多重搬送波装置80により直交周波数多重搬送波信号として送信された受信信号を捕獲する。チューナ102は、受信アンテナ101より捕獲された受信信号を所定の中間周波数帯域に変換し、増幅して復調装置に入力する。復調回路109は、チューナ102から入力される受信信号から2種類の搬送波信号(信号1、信号2)を復調する。

【0084】図4は、図3に示した復調回路109の構成を示す図である。従来の技術として示した直交周波数多重復調装置85と復調回路109の異なる点は、クロック発生回路127においてクロック信号CKとDFT時間窓信号の両方を生成するのではなく、クロック発生回路127においてクロック信号CKのみを生成し、さらにDFT時間窓同期回路128を設け、DFT時間窓同期回路128においてDFT時間窓信号を生成するよう

に構成されていることである。

【0085】図4において、乗算回路111、112は、それぞれチューナ102から入力された中間周波数帯域の受信信号と、局部発振器(L0)113の出力信号、および、局部発振器113の出力信号を90°移相回路116により90°移相した信号とを乗算してローパスフィルタ(LFP)115、116に入力する。ローパスフィルタ115、116は、それぞれ乗算回路111、112の出力信号の内、所定の帯域成分を取り除き、アナログ/デジタル変換回路(A/D)117、118、および、クロック発生回路127に入力する。

【0086】アナログ/デジタル変換回路117、118は、それぞれローパスフィルタ115、116から入力されるアナログ形式の信号をデジタル形式の信号に変換する。シリアル/パラレル変換回路(S/P)119、120は、それぞれアナログ/デジタル変換

換 (調製フーリエ変換 (DFT)) してパレレル/シリアル変換回路 (P/S) 122、123に入力する。DFT演算は次式で表される。

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \exp(-j(2\pi kn/N)) \quad \dots(25)$$

ただし、 $X(k)$ は DFT 回路の出力である。

$x(n)$ は DFT 周波数への入力データである。

【0088】パラレル/シリアル変換回路122、123は、DFT回路121から入力されたパラレル形式のアナログ信号をシリアル形式に変換し、バックアンプ124、125、および搬送波信号発生回路126に入力する。

【0089】バックアムモリ124、125は、パラレル／シリアル変換回路122、123から入力される信号についてガードタイムインターバルの除去等の処理を行い、出力する。搬送波信号H、および信号Qとして出力する。搬送波信号Hと信号Qは、例えばコストラスロー回路等により構成され、パラレル／シリアル変換回路122、123の出力信号に基づいて局部発振器113を制御して所定の周波数の局部周波数信号を発生させる。局部発振器113は、例えば電圧制御発振器（VCO）であり、搬送波信号再生回路126の制御により所定の周波数の局部信号を発生する。90°位相回路114は、局数の局部信号を発生する。90°位相回路114は、局数局部発振器113の出力信号の位相を90°移相させ、位相逆転部115に入力する。クロック再生回路127は、ローパスフィルター115、116から入力される信号に基づいてクロック信号（CK）を生成する。DF

【0092】AND回路1281は、比較回路1279、1280の出力信号の論理積をとり、マルチプレクサ1284に入力する。参照係数回路1282は、比較回路1279、1280で用いられる参照係数信号(R EF1、REF2、および、-REF2)を発生する。DFT時間窓同期回路128は、パラレル/シリアル変換回路122、123から入力される信号に基づいてDFT時間窓信号を生成するとともに、DFT時間窓信号と受信信号に含まれる同期シンボルとの同期をとり、DFT回路121に入力する。

【0090】以下、DFT時間窓同期回路128の構成を図5を参照して説明する。図5は、図4に示したDF時間窓同期回路128の構成を示す図である。なお図5においては、各部分の処理に復調回路109の役割を兼ねて2乗値として加算回路1273に入力する。図5において、2乗回路1271、1272は、それぞれぞれぞれ入力される復調回路109の出力信号の振幅を2乗して2乗値として加算回路1273に入力する。加算回路1273は、2乗回路1271、1272でそれぞれ算出された2乗値を加算して加算回路1274に入力する。加算回路1274は、加算回路1273の出力値を2乗して2乗値として加算回路1273に入力する。および、レジスタ1275でDF時間窓同期回路128の1動作時間分の減量値が与えられた加算回路12

サ1283、1285に入力するとともに、制御回路1286の制御に基づいてDFT時間窓信号、および、復調回路109の各部分の制御を行う制御信号(CNTRL)を生成して出力する。デコード1286から出力されるカウンタ値とは、デコード1285で生成される復調信号をさす。

【0093】以下、直交周波数多乗重調変置2の動作を説明する。受信信号は受信アンテナ101で捕足され、チューナ102に入力される。チューナ102では受信信号を周波数変換して中間周波数の信号となり復調回路109の乗波回路111、112に入力する。乗波回路111、112には、それぞれ周波数変置器113の出力信号、および、周波数変置器113の出力信号が90°移相回路114により90°移相した信号が入力とされて向う、これらの信号とチューナ102の出力信号とを乗算し、チューナ102から出力される中間周波数帯の信号を基底帯域信号に変換する。これらの基底帯域信号は、ローパスフィルタ115、116により、それぞれ不要の高周波成分が除去され、A/D変換回路117、118に入力される。

【0094】不要な清濁接成分が除去された基盤帯域成分は、それぞれA、D変換回路117、118によりディジタル形式の信号に変換され、さらにそれぞれシリヤル／パラレル変換回路119、120により並列（パラレル）形式の信号に変換され、DFT回路121に入力される。ディジタル形式の信号に変換されたこれらの信号は、DFT回路121においてクロック再生回路127から出力されるDFT時間窓に基づいて切り取られ、離散フーリエ変換（DFFT）され、さらにパラレル／シリヤル変換回路122、123によりシリヤル形式の信号に変換され、パワファメトリ124、125に入力される。

【0095】シリアル形式の信号に変換されたこれらの信号は、バッファメモリ124、125により、変調時に付加されたガードインタバクルの除去等を受け、ディジタル形式の信号1。および信号Q。として補正回路140に入力される。局発発振器113は、パラレル／シリアル変換回路122、123によるDFPT処理後の信号に基づいて、搬送波再生回路126の、例えばコスタスループによる制御を受けて搬送波信号を再生する。

【0096】以下、DFT時間窓同期回路1288の動作を説明する。DFT時間窓信号は、カウンタ1286の出力をデコーダ1289がデコードすることにより生成される。すなわち、シンボルの長さがクロック信号CLKのM倍クロック分である場合、デコーダ1289において、デコーダ1288から入力されるカウンタ値がM-1になるとことを検出して検出信号を生成（アサート）する。この検出信号はマルチプレクサ1284を介して、デmux CLEARとしてカウンタ1286に入力され、デ

コード1286を初期化(クリア)する。この動作により、デコード1285は0~M-1のM個のクロックはコードCKをカウントする。デコード1286は、デコード1286から入力されるカウント値が所定の値となった際にDFT時間窓信号を生成(アサート)し、DFT回路121に入力する。

【0097】DFT時間窓同期回路128の同期引き込
み動作について説明する。はじめに、カウンタ128
6、デコーザ1285、および、マルチプレクサ128
3、1284は、全休て(M+1)個、または、
(M-1)個のクロック信号CLKをカウンタするよう
に設定される。この設定により、DFT時間窓信号の位相
は1シンボルごとに加減に1クロックずつ順次シフトす
る。DFT時間窓信号の位相をシフトしなから送信側で
乗算が0になるように設定した周波数成分(所定の周波
数は絶対値)を評価し、所定の周波数成分の2乗の総相ま
たは絶対値の総相が最小になる位相を求めるようにD
FT時間窓信号の同期を確定する。DFT回路121に
おいてDFTされ、パラレル/シリアル変換回路12
2、123においてシリアル形式の信号に変換された1
チャネル信号およびQチャネル信号は、それぞれ2乗回
路1271、1272において2乗され、さらに加算回
路1273においてこの2つの2乗値が加算される。期
算結果は、DFT回路121から
出力される各係数成分の総相エネルギー

【0098】この瞬間コネルギーの内、所定の周波数成分についてのエネルギーをシンボルごとに計算する。つまり、レジスタ1277は、デコード1285からの制御信号によりDFT時間窓信号がサポートされた乗算器CINTRLによりDFT時間窓成分の乗算の内、最新の直前にクリアされ、DFT回路121の乗算成分の送信側で所定の周波数成分に対応する乗算成分のみを加算回路1274で累加される。これらの制御はデコード1285からの制御信号がCINTRLにより行われる。一つのシンボルについて計算された累積値は、レジスタ1276に格納される。減算回路1277は、現時点ですべてレジスタ1277に格納されている前のシンボルについて、その累積値と新たな累積値との差を計算する。減算回路1277の減算結果が正である場合、本来0であるべき最新のシンボルの所定の周波数成分の振幅が0でなく、しかも一つ前のシンボルの所定の周波数成分の振幅よりも大きくなっていることを意味する。従って、DFT時間窓信号の位相をシフトした方向が逆であったことにシフトするよう、DFT時間窓信号の位相を反対方向にシフトする上で、下位フリックアップ1278を制御して状態を逆転させる。

【0099】T型プロップ1278はマルチプレクサ1283を制御しており、デコード1285から出力デコード値(M-2)とMを切り替えている。すなわち、最初デコード1285のカウント値(M-2)を選択していた場合において、マルチプレクサ1283

行う。ここで、図中に示す信号OUT1および信号OUT2は、マイクロプロセッサ1748の出力信号である。カウンタ1749、1753は、信号CSを介してのマイクロプロセッサ1748の制御によりクロック信号CKを計数する。デコーダ1750、1754は、それぞれカウンタ1749、1753の計数値をデコードして時間信号DF1、DF2を生成し、離散化フーリエ変換回路171および離散化フーリエ変換回路172に入力する。マルチプレクサ1751は、2入力1出力のセレクトととして動作し、信号CSを介してのマイクロプロセッサ1748の制御により、デコーダ1750の2つの出力信号a、bの内の一つを選択して出力する。マルチプレクサ1755は、2入力1出力のセレクトととして動作し、信号OUT2の制御に従ってデコーダ1754の2つの出力信号c、dの内の一つを選択して出力する。

特開平7-46217

- 17 -

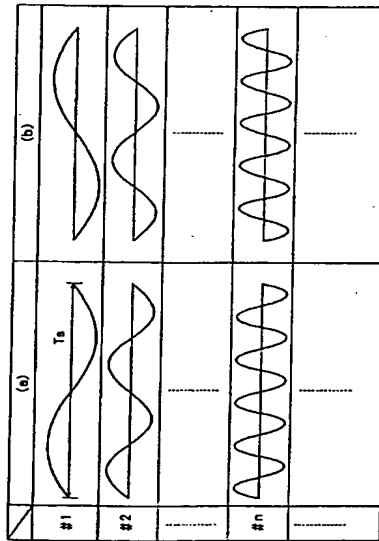
す図である。

【符号の説明】

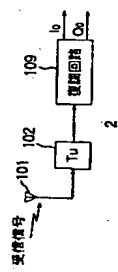
3...直交周波数多重変調装置、301、302...
シリアル/パラレル変換回路、303...IDFT
回路、304、305...バッチメモリ、308、3
09...D/A変換回路、310、311...ロー
パスフィルタ、312、313...乗算回路、314
...搬送波発生回路、315...90°移相
回路、316...加算回路、317...バンドパス
フィルタ、318...RFコンバータ、319...送
信アンテナ、102...チューナ、109...
...復調回路、111、112...乗算回路、11
3、114...90°移相回路、115、116...
ローパスフィルタ、117、118...アナログ
/デジタル変換回路、119、120...シリアル
/パラレル変換回路、121...離散フーリエ変換
回路、122、123...パラレル/シリアル変換回
路、124、125...バッファメモリ、126...

・搬送波発生回路、127...クロック発生回
路、128...時間窓発生回路、1271、12
72...2乗回路、1273、1274...加算回
路、1275、1276...レジスタ、1277...
減算回路、1278...T型フリップフロップ、1
279、1280...比較回路、1281...AND
回路、1282...基準電圧発生回路、1283、
1284...マルチプレクサ、1285...デコー
ダ、1286...カウンタ、15...直交周波数多
重変調装置、171...離散フーリエ変換回路、1
72、173...パラレル/シリアル変換回路、17
4...時間窓発生回路、1741、1742...
2乗回路、1743、1744...加算回路、17
45、1746...レジスタ、1747...減算回
路、1748...マイクログリセッサ、1749、1
753...カウンタ、1750、1753...デコ
ーダ、1751、1752...マルチプレクサ、17
5...クロック/搬送波発生回路、176...
クロック発生回路

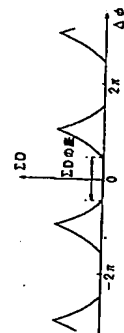
【図1】



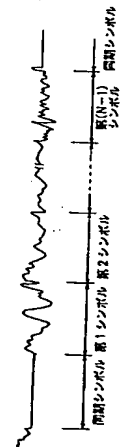
【図3】



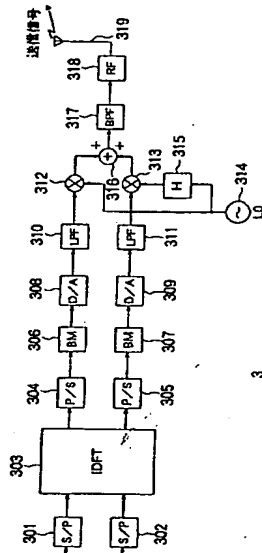
【図8】



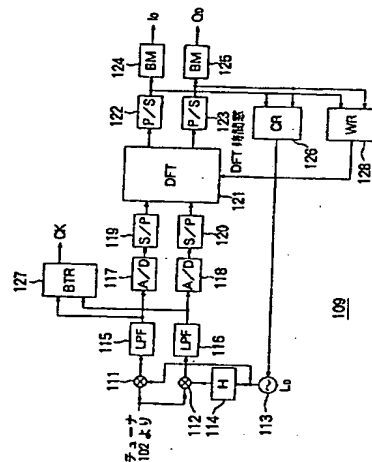
【図13】



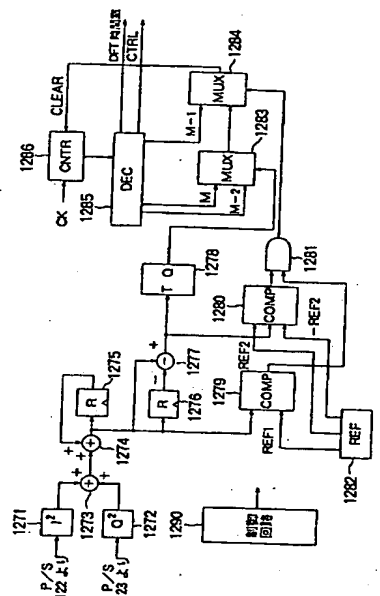
【図2】



【図4】

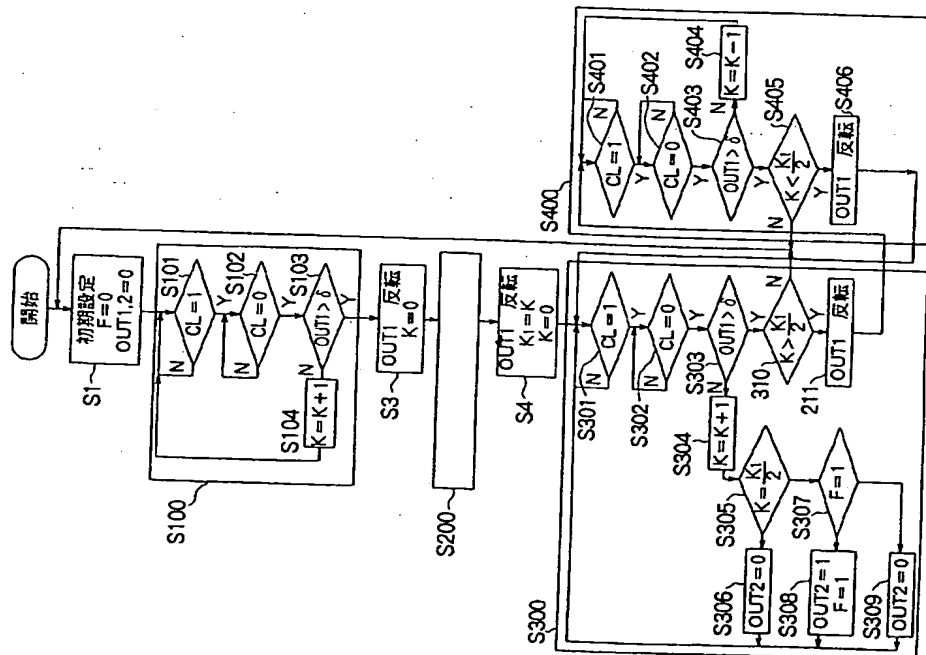


【図5】

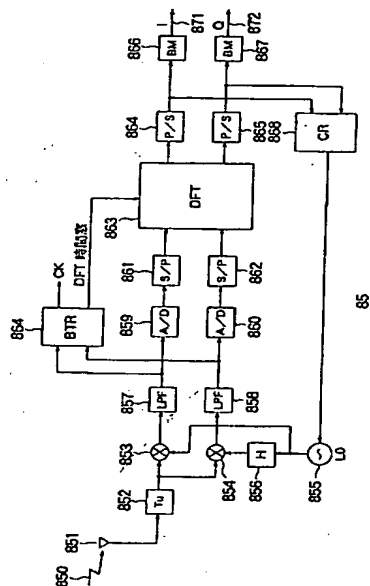


128

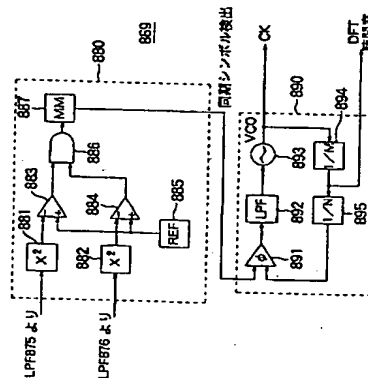
【図11】



【図12】



【図14】



【手続補正書】

【提出日】平成 6 年 1 月 12 日

【手続補正 1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】図面の簡単な説明

【補正方法】変更

【補正内容】

【図面の簡単な説明】

【図 1】直交周波数多重方式の各種送受信信号による情報伝達を説明する図である。

【図 2】本発明の直交周波数多重変調装置の構成を示す図である。

【図 3】第 2 の実施例における本発明の直交周波数多重

復調装置の構成を示す図である。

【図 4】図 3 に示した復調回路の構成を示す図である。

【図 5】図 4 に示した DFT 時間窓同期回路の構成を示す図である。

【図 6】上述した DFT 時間窓同期回路の処理を示すフローチャートである。

【図 7】受信信号のフレーム構成の一部を示す図である。ここで、(A)は受信信号の波形を示し、(B)は DFT 時間窓信号が同一シンボル内に重なっている場合を示し、(C)は DFT 時間窓信号が 2 つのシンボルにまたがる場合を示す。

【図 8】送信側で伝搬が 0 になるように設定した周波数

